

# PULSE WIDTH MODULATION POWER AMPLIFIER

**Patent number:** JP54080657  
**Publication date:** 1979-06-27  
**Inventor:** WATANABE TOSHIHIKO; NISHIMOTO KATSUSHI  
**Applicant:** FUJITSU LTD  
**Classification:**  
- **international:** H03K7/08  
- **europen:** H03F3/217  
**Application number:** JP19770147823 19771209  
**Priority number(s):** JP19770147823 19771209

**Report a data error here**

## Abstract of JP54080657

**PURPOSE:** To establish the pulse width modulation power amplifier to drive the load such as motor, in which the gain is constant independently of the variation of power supply voltage. **CONSTITUTION:** The relation of amplitude between the input signal voltage and the triangle wave voltage outputted from the oscillator OSC1 is compared with the comparator C. When the output of the comparator C is at a high potential, the forward bias between the base and emitter is fed only to the transistors TrQ2, Q3 and the current toward left flows to the motor MR via TrQ2, Q3, and the output of the comparator C is at low potential, then the current toward right flows to the motor MR via TrQ1 and Q4. In this case, the output amplitude of the oscillator OSC1 is taken so that it is proportional to the power supply voltage.

Data supplied from the [esp@cenet](mailto:esp@cenet) database - Worldwide

This Page Blank (uspto)

This Page Blank (uspto)

## ⑫公開特許公報(A)

昭54—80657

⑬Int. Cl.<sup>2</sup>  
H 03 F 3/217  
H 03 K 7/08

識別記号 ⑭日本分類  
98(5) A 3  
98(5) D 32

⑮内整理番号 ⑯公開 昭和54年(1979)6月27日  
7827—5J  
7259—5J  
発明の数 1  
審査請求 未請求

(全 4 頁)

## ⑭パルス幅変調電力増幅器

⑫特 願 昭52—147823

⑬出 願 昭52(1977)12月9日

⑭發明者 渡辺利彦

神奈川県中原区上小田中1015番  
地 富士通株式会社内

⑫發明者 西本克史

川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

⑬出願人 富士通株式会社

川崎市中原区上小田中1015番地

⑭代理 人 弁理士 松岡宏四郎

## 明細書

## 1. 発明の名称 パルス幅変調電力増幅器

## 2. 特許請求の範囲

入力電圧と発振器から出力された三角波電圧との大小関係を比較器によって比較し、該比較結果に応じて所定振幅の断続出力を得るパルス幅変調電力増幅器において、前記発振器の出力振幅を電源電圧に比例するようにしたことを特徴とするパルス幅変調電力増幅器。

## 3. 発明の詳細な説明

本発明はパルス幅変調電力増幅器に係り、とくに電源電圧の変動が利得を変動せしめないように改良したパルス幅変調電力増幅器に係る。

一般にパルス幅変調方式による電力増幅器(以下、PWMアンプといふ)は高効率のため、モータの駆動などに使用されている。さて、アナログ信号を入力として動作するPWMアンプには、アナログ信号をパルス幅変調信号へ変換する方式から大別して自励式と注入式がある。

そこで、まず従来の自励式PWMアンプにつ

いて説明すると、自励式PWMアンプは第1図(a)に示す如く比較器QHと増幅器AMPと低域フィルタLFPとより構成されている。第1図(b)に示す如く比較器QHのスレッショールド電圧VH,VLは入力電圧信号I0より大及び小になる如く夫々定められており、低域フィルタLFPを介してフィードバックされた信号FBが上昇し前記スレッショールド電圧VHに達すると出力信号OUTとしてアース電圧GDが出力され、逆に信号FBが下降してスレッショールド電圧VLに達すると出力信号OUTとして、たとえば駆動電圧(電源電圧)Voが出力される如く2倍翻転されている。従って、電源電圧が変動しても、このPWMアンプの利得の変動は少ない。しかしながら、このPWMアンプを前記低域フィルタLFPに加えて更に出力OUT側から入力I0側へフィードバックする如くして用いる場合は、比較器QHのヒステリシスを考慮せねばならないため、その用途が制限され、あるいは設計が複雑になる欠点がある。

における発振器としてその出力振幅  $V_t$  が前記駆動電圧  $V_0$  に応じて加減、好ましくは比例する発振器を用いることにある。

又、自動式では変調周波数が入力信号のレベルにより変動する。

一方、注入式の従来の PWM アンプについて説明すると、第 2 図(a)に示す如く比較器 O と増幅器 AMP と一定振幅の三角波発振器 OSC から構成されており、第 2 図(b)に示すように発振器 OSC から一定振幅  $V_t$  の三角波 TR が output されると、該三角波電圧は入力 IN と比較され、その結果前記入力 IN よりも三角波 TR が高電位の期間は出力 OUT をアース電圧 GND とし、逆に入力 IN よりも三角波 TR が低電位の期間は出力 OUT を駆動電位(電源電圧)  $V_0$  とする如くなっている。この場合、かかる PWM アンプの利得は  $V_0/V_t$  で与えられ、利得を一定にするためには前記駆動電圧(電源電圧)  $V_0$  の変動を抑制しなければならない欠点があった。

かくして、本発明は上記欠点の除去を目的としており、この目的を達成するための本発明の要旨とするところは、前記注入式 PWM アンプ

以下本発明の一実施例を図面に従って詳細に説明する。第 5 図は本発明をモータの駆動回路に適用した一例を示す回路図である。図中、 OSC は本発明に係る発振器； O は比較器； INV はインバータ； AMP は増幅器； R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, Q<sub>1</sub> ~ Q<sub>4</sub>, D<sub>1</sub> ~ D<sub>4</sub> はスイッチング回路を構成する抵抗、トランジスタ、ダイオード； MR はモータ； E<sub>L</sub> は電源(脈流を含む直流であつてよい)であり、図示の如く発振器 OSC には電源電圧  $V_0$  を入力している。まず、この駆動回路について簡単に説明すると、比較器 O の出力が高電位のときはトランジスタ Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub> にのみベースエミッタ間に順方向バイアスが印加され、モータ MR には図中左方向の電流が前記トランジスタ Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub> を通って流れ、比較器 O の出力が低電位のときは逆に図中右方向の電流がモータ MR にトランジスタ Q<sub>3</sub>, Q<sub>4</sub> を通って流

れるようになっている。

尚、各トランジスタ Q<sub>1</sub> ~ Q<sub>4</sub> に夫々並列になっているダイオード D<sub>1</sub> ~ D<sub>4</sub> はモータ MR のインダクタンスを考慮して設けられた周知のフライホイールダイオードである。

次に第 4 図に従って、本発明の要旨とすることの発振器について具体的構成の一例を示して説明すると、図中、 ADD は抵抗 R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> と共に並列してアナログ加算器の動作をする増幅器(オペアンプという)； O<sub>X</sub>, O<sub>Y</sub> は比較器； F/F はフリップフロップ； INV は抵抗 R<sub>0</sub>, コンデンサー C と共に並列してアナログ積分器の動作をするオペアンプ； A<sub>1</sub> は第 3 図に従って既述の如く電源電圧  $V_0$  を入力する端子； TR は三角波発振出力である。

さて、本発明に係る発振器 OSC は以上の如き構成であるため、第 4 図(b)に図示の三角波出力 TR を得るのであるが、まず図中の O 点に着目すれば、オペアンプ ADD の電圧増幅率は極めて大きく、そのため入力電圧はほとんど零で

あり、従って前記 O 点の電圧はアース電圧  $(0V)$  にほぼ等しいということはよく知られていることである。次に A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub>, A<sub>3</sub> の各点に着目すれば、A<sub>1</sub> 点は既述の如く駆動電圧  $V_0$  IC 等しくなっており、その結果 A<sub>2</sub> 点は抵抗 R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> で分圧し前記電源電圧  $V_0$  IC 比例した電圧  $V_t$  ( $= V_0 \times R_1 / (R_1 + R_2)$ ) になってしまっており、A<sub>3</sub> 点は例えば抵抗 R<sub>1</sub> と R<sub>2</sub> の抵抗値が等しければ、その電圧は A<sub>2</sub> 点の電圧  $V_t$  を極性反転させた電圧  $-V_t$  ( $= -(R_1 / R_2) \times V_t$ ) になっている。

一方、別のオペアンプ INVにおいては、フリップフロップがセットされ、その出力が第 4 図(b)に A<sub>4</sub> で示す如く正の一定電圧  $V_x$  になるときは、該電圧  $V_x$  を検分し、その結果出力 TR は一定の傾斜で電圧下降が行われ、逆にフリップフロップがリセットされ負の一定電圧  $-V_x$  になるとときは、前記出力 TR は一定の傾斜で電圧上昇が行われるようになってい

そこで、比較器  $O_X$  によって積分器からの出力  $I_R$  が前記 A. 点の電圧  $V_t$  になるとときフリップ・フロップ  $F_F$  をセットし、前記出力  $T_R$  が A. 点の電圧  $-V_t$  になるととき比較器  $O_Y$  によってフリップ・フロップ  $F_F$  をリセットしているため、図示の如き三角波出力  $T_R$ 、すなわち振幅  $V_t$  が電源電圧  $V_0$  に比例する三角波出力を得ることができる。

このような三角波出力  $T_R$  であれば、前記性入式 PWM アンプの利得は  $V_0/V_t$  で表わされるため、電源電圧  $V_0$  の変動の影響を受けず一定となる。

ところで、前記三角波出力  $T_R$  は前述の如く、電圧上昇及び下降時の傾斜が一定であるようになっており、このため振幅  $V_t$  と周期とは比例関係が成立し、換算すれば電源電圧  $V_0$  の変動によって振幅  $V_t$  が変動するときには周波も同様に変化することになる。この周波の変動が用途によって不都合である場合は、前記構成の PWM アンプはその長所が相殺されてしまうお

それがある。

しかし、かかる場合には第 5 図の如く構成することにより周波を一定にすることができる。

すなわち、第 5 図は第 4 図に比較し、オペ・アンプ  $A_{DD}$  とアナログスイッチ例えはトランジスタ等で構成したゲート回路  $A_{SWX}, A_{SWY}$  が設けられている他は全く第 4 図のものと同等の構成されている。これらの間の相違について説明すると、まずオペ・アンプ  $A_{DD}$  は電圧増幅率が 1 の増幅作用を行うものであり、従って電圧に対しては何等役目を果していない。次にアナログスイッチ  $A_{SWX}, A_{SWY}$  について説明すれば、これらのアナログスイッチ  $A_{SWX}, A_{SWY}$  はフリップ・フロップ  $F_F$  の出力  $I_R$  によって夫々一方が ON (又は OFF) なら他方は OFF (又は ON) する如くなっています。そのため、積分器 ( $R_0, C_0, IXT$ ) に入力される電圧は第 4 図ににおいてフリップ・フロップの一定出力  $V_{ff}, -V_{ff}$  であったのに比較し、夫々 A. 点、 A. 点の電圧  $V_t, -V_t$  であ

るようになっている。従って、電源電圧  $V_0$  が変動し、振幅  $V_t$  が変動するときは、三角波の電圧下降及び上昇の傾斜が該変動に応じて変化し、結果、前記三角波出力  $T_R$  の周波は不变になるようになることが可能である。

以上本発明に係る発振器について、アナログ計算器  $A_{DD}$ ,  $A_{DD}$  やアナログ積分器  $I_{INT}$  や比較器  $O_X, O_Y$  等を用いるものとして説明してきたが、本発明はこれに限られるものではなく、例えば一定振幅の三角波発生手段と可変増幅率の電圧增幅手段と用いて構成し、又三角波が対称非対称にとらわれず仕組みを改定することも可能である。

このように本発明によれば、モータ等の負荷を駆動するための電源電圧  $V_0$  の変動にも拘らず、利得が一定であるため、幅広い電源電圧で動作させることができることは無論のこと、電源にリップルを含むような場合でもその影響をうけることがないという優れた効果を有する。

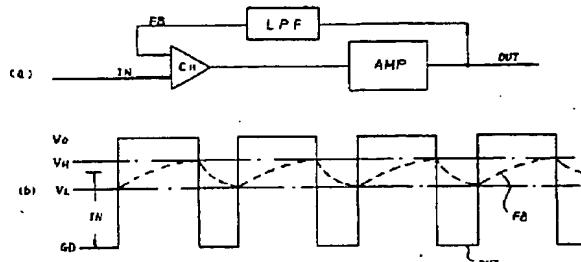
#### 4. 図面の簡単な説明

第 1 図 第 2 図は従来のパルス幅変調増幅器を説明するための圖、第 3 図は本発明を適用した駆動回路を示す圖、第 4 図、第 5 図は本発明に係る発振器の構成 2 種を説明するための圖である。

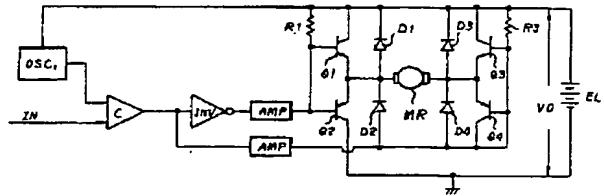
$C, C_X, C_Y, C_{INT} \dots \dots \dots$  比較器,  
 $O_S, O_SO \dots \dots \dots$  発振器, AMP \dots \dots \dots 積分器  
 $T_R \dots \dots \dots$  三角波出力, IN \dots \dots \dots 人力  
 $OUT \dots \dots \dots$  出力,  $V_0 \dots \dots \dots$  電源電圧,  
 $V_t \dots \dots \dots$  三角波の振幅, INV \dots \dots \dots インバータ,  
 $Q_1 \sim Q_4 \dots \dots \dots$  フラッシュ記憶部、  
 $D_1 \sim D_4 \dots \dots \dots$  ダイオード,  $B_L \dots \dots \dots$  電源,  
 $M_H \dots \dots \dots$  モータ,  $R_L \sim R_4 \dots \dots \dots$  抵抗,  
 $C_0 \dots \dots \dots$  コンデンサ, ADD, ADD+INT \dots \dots \dots  
 $\text{オペ・アンプ}, F_F \dots \dots \dots$  フリップ・フロップ  
 $A_{SWX}, A_{SWY} \dots \dots \dots$  アナログスイッチ

代理人 弁理士 松岡宏四郎

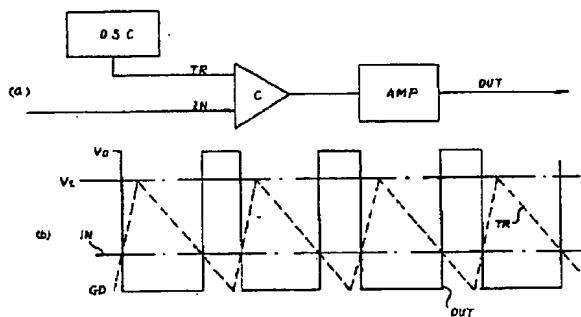
第 1 図



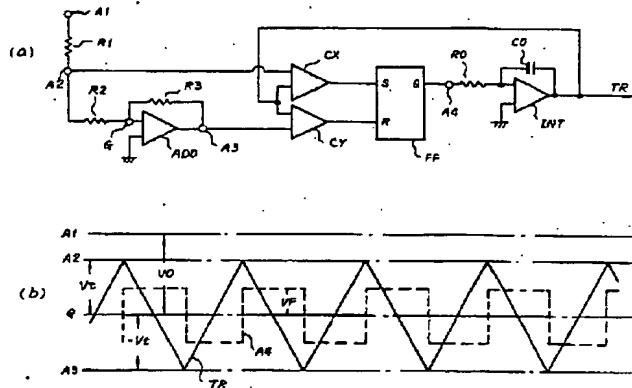
第 3 図



第 2 図



第 4 図



第 5 図

